

人体通信における受信電極構造最適化設計技術に関する研究

著者	吉岡 航輝
出版者	法政大学大学院理工学・工学研究科
雑誌名	法政大学大学院紀要．理工学・工学研究科編
巻	62
ページ	1-6
発行年	2021-03-24
URL	http://doi.org/10.15002/00023987

人体通信における 受信電極構造最適化設計技術に関する研究

STUDY OF OPTIMIZING DESIGN OF RECEIVING ELECTRODE FOR INTRA-BODY COMMUNICATION

吉岡 航輝

Koki YOSHIOKA

指導教員 品川満

法政大学大学院理工学研究科応用情報工学専攻修士課程

This study investigates the effect of a noise reduction method using differential detection with a positive and a negative electrode on the signal-to-noise ratio for intra-body communication. Noise reduction is studied through measured waveforms using an optical tool with a laser diode and a photo diode. A noise source, transmitter, and receiver are made from the optical tool. It is verified that the differential detection can reduce the radiated noise from a communication cable under a free access floor by adjusting the differential voltage balance between the positive and negative electrodes.

Key Words: intra-body communication, differential detection, two-layer electrode, optical technique

1. 序論

人体を伝送路として通信を行う人体通信[1]という新しい通信技術がある。人体通信によって人体を中心とした便利なサービスが開発されてきた[2]-[4]。しかし人体通信は環境雑音の影響を受けてしまい、雑音の少ない限られた環境でしか応用できないことが課題である[5]-[9]。そこで本研究では、新たな人体通信応用の可能性のため、受信電極構造を工夫した人体通信雑音除去法について述べる。図1に人体通信を用いたセキュアゲートシステムを示す。携帯送信機からの信号が人体と受信電極を伝わり受信機によって受信される。またフリーアクセスフロアにある通信ケーブルも図に示されている。通信ケーブルから発生する放射雑音が受信電極を伝わり受信機に混入される。よって通信ケーブルが受信電極に近づいたとき、また放射雑音が大きいつき、通信が行えない。よって人体通信システムの開発において、電極へ混入する雑音除去技術が必要である。人体通信の雑音除去技術として受信電極構造を二層電極にし、差動検出する方法がある。しかしこの雑音除去技術はどれほど雑音除去効果があるか定量的に確認されていない。したがって本研究の目的は、二層受信電極構造の雑音除去効果を確認めるとともにその設計法の確立化とする。

本研究では二層受信電極を用いた雑音除去法について 2 章で説明し、受信電極構造として通常考えられる一層構造に対する優位性について説明する。3 章では二層受信電極

を用いた雑音除去効果を確認するための実験系及び回路シミュレーションモデルについて説明し、4 章ではその結果について述べる。5 章では本研究で得られた成果をまとめ、今後の人体通信アプリケーション応用の可能性について述べる。

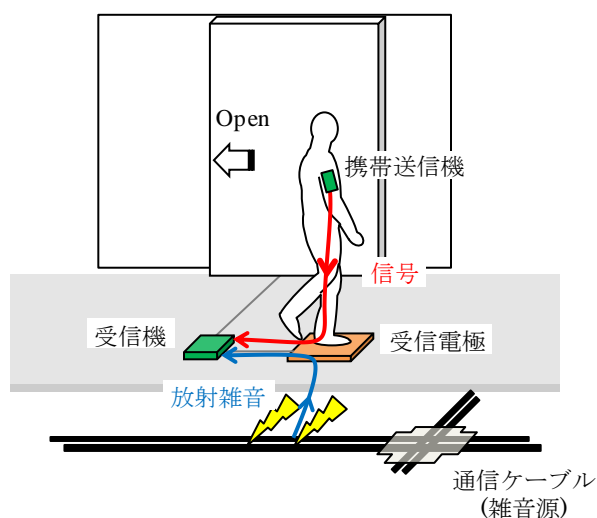


図1. 人体通信を用いたセキュアゲートシステム

2. 二層受信電極構造による雑音除去法

本章では、受信電極構造として通常考えられる一層構造に対して二層構造が SN 比において優位であることを示す。ポジティブ電極とネガティブ電極により構成される二

層受信電極を用いた人体通信の等価回路を図 2 に示す。

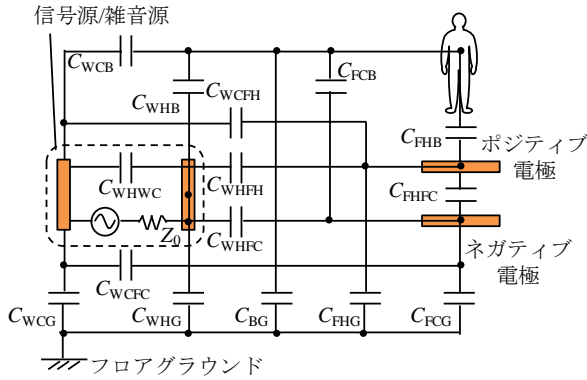


図 2. 二層受信電極を用いた人体通信等価回路

人体通信の等価回路はノード間の寄生容量によって表現される。図 2 の等価回路は容量値を変化させることで信号モデルだけでなく雑音モデルも表現することができる。また一層電極構造の受信電極を用いた等価回路はネガティブ電極のノードを削除し、ポジティブ電極をシグナル電極とすれば表現できる。

図 3 に一層電極を用いた人体通信の簡略化した信号パスモデルを示す。 Z_S は人体とシグナル電極間、 Z_G はシグナル電極とフロアグラウンド間のインピーダンスを表す。信号源の内部インピーダンスを Z_{0S} としその出力電圧を V_{Sout} とすると、シグナル電極にかかる電圧 V_{Signal} は下記式で表せる。

$$V_{Signal} = \frac{Z_G}{Z_{0S} + Z_S + Z_G} V_{Sout} \quad (1)$$

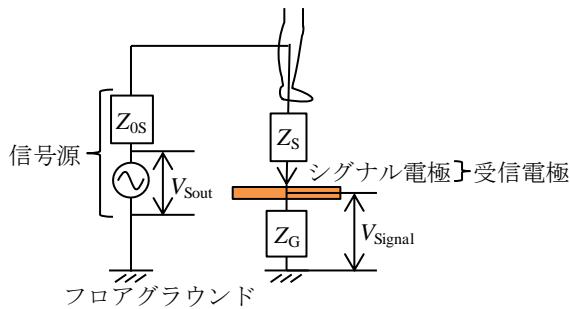


図 3. 一層受信電極を用いた信号パスモデル

図 4 に一層電極を用いた人体通信の簡略化した雑音パスモデルを示す。 Z_N は雑音源とシグナル電極間のインピーダンスを表す。雑音源の内部インピーダンスを Z_{0N} としその出力電圧を V_{Nout} とすると、シグナル電極にかかる電圧 V_{Noise} は下記式で表せる。

$$V_{Noise} = \frac{Z_G}{Z_{0N} + Z_N + Z_G} V_{Nout} \quad (2)$$

Z_{0S} , Z_{0N} , Z_G , Z_S , Z_N は人体通信システムにおいて一定値である。よって一層電極構造では雑音源が受信電極の近くにある場合や雑音の大きさが大きい場合、通信

が行えないことがわかる。

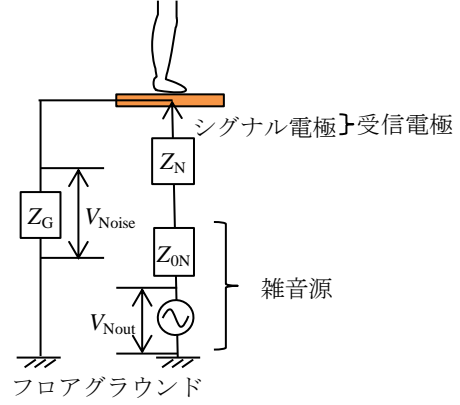


図 4. 一層電極を用いた雑音パスモデル

図 5 に二層受信電極を用いた人体通信の簡略化した信号パスモデルを示す。 Z_{SP} は人体とポジティブ電極間、 Z_{SN} は人体とネガティブ電極間、 Z_{GP} はフロアグラウンドとポジティブ電極間、 Z_{GN} はフロアグラウンドとネガティブ電極間のインピーダンスを表す。信号源の内部インピーダンス Z_{0S} とすると、ポジティブ電極とフロアグラウンド間の電圧 V_{Signal}^P とネガティブ電極とフロアグラウンド間の電圧 V_{Signal}^N の比は下記式で表せる。

$$\frac{V_{Signal}^P}{V_{Signal}^N} = \frac{Z_{GP} / (Z_{SP} + Z_{GP})}{Z_{GN} / (Z_{SN} + Z_{GN})} \quad (3)$$

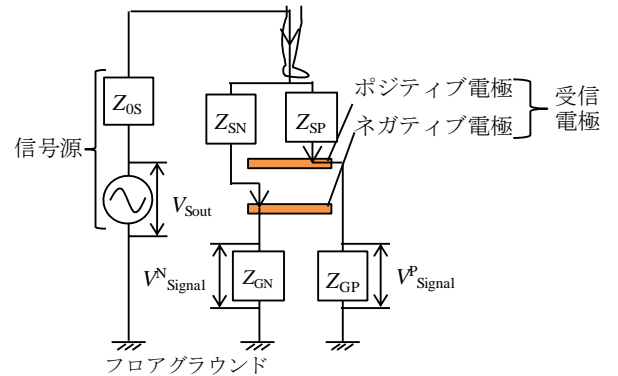


図 5. 二層電極を用いた信号パスモデル

図 6 に二層受信電極を用いた人体通信の簡略化した雑音パスモデルを示す。 Z_{NP} は雑音源とポジティブ電極間、 Z_{NN} は雑音源とネガティブ電極間のインピーダンスを表す。雑音源の内部インピーダンス Z_{0N} とすると、ポジティブ電極とフロアグラウンド間の電圧 V_{Noise}^P とネガティブ電極とフロアグラウンド間の電圧 V_{Noise}^N の比は下記式で表せる。

$$\frac{V_{Noise}^P}{V_{Noise}^N} = \frac{Z_{GP} / (Z_{NP} + Z_{GP})}{Z_{GN} / (Z_{NN} + Z_{GN})} \quad (4)$$

以上より、信号と雑音では二層受信電極に混入する電圧比が異なることがわかる。よって雑音源の電圧比のみを 1 とし、差動検出するような電極設計にすれば雑音のみキ

キャンセルされることがわかる. 本研究では受信電極構造最適化設計技術の確立化のため, また電極構造を変化させると複雑化するため, 電極構造は変化させず可変ゲインアンプを用いた方法による二層電極構造の優位性を示す. 図7に二層受信電極後に可変ゲインアンプと差動アンプを接続したときの図を示す. また V_D を下記式の通り定義する.

$$V_D = \alpha V_{\text{Signal}}^P - \beta V_{\text{Signal}}^N + \alpha V_{\text{Noise}}^N - \beta V_{\text{Noise}}^P \quad (5)$$

α と β は床電極後の可変ゲインアンプのゲインである. β/α が $V_{\text{Noise}}^P/V_{\text{Noise}}^N$ のとき雑音は除去される. このとき (Z_{SP}, Z_{SN}) は (Z_{NP}, Z_{NN}) と等しくない, つまり $V_{\text{Signal}}^P/V_{\text{Signal}}^N$ は $V_{\text{Noise}}^P/V_{\text{Noise}}^N$ と等しくないで信号はキャンセルされない. 以上より SN 比が差動検出により最適化される.

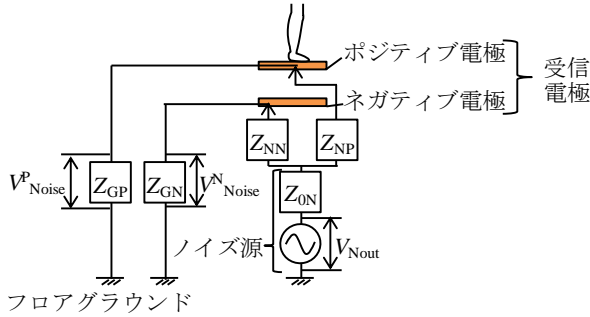


図 6. 二層電極を用いた雑音パスモデル

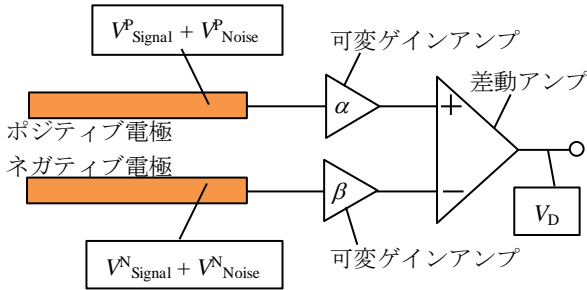


図 7. 二層電極による差動検出

3. 実験系及び回路シミュレーションモデル

(1) E/O-O/E 変換器

実験で使用した E/O-O/E 変換器の簡略図を図 8, E/O-O/E 変換器の写真を図 9 に示す. E/O-O/E 変換器は, 電気信号を光信号に変換する回路 (E/O), 光信号を電気信号に変換する回路 (O/E), 光ファイバによって構成される. E/O は電気信号をレーザーダイオードによって光信号に変換し, O/E はフォトダイオードにより光信号を電気信号に変換している.

従来研究[10]-[12]では人体周りに誘起された信号を受信するために使用していた. 誘起された信号を E/O を受信機として使用することで受信し, それにより発生する O/E からの電気信号を測定器により受信する. よって E/O-

O/E 変換器は AC 駆動の測定器から受信機を電氣的に絶縁することができる.

E/O-O/E 変換器は受信機だけでなく送信機や雑音源として使用することもできる. 図 8 のようにファンクションジェネレータ (FG) を E/O に接続し, 信号あるいは雑音を人体に送信することができる.

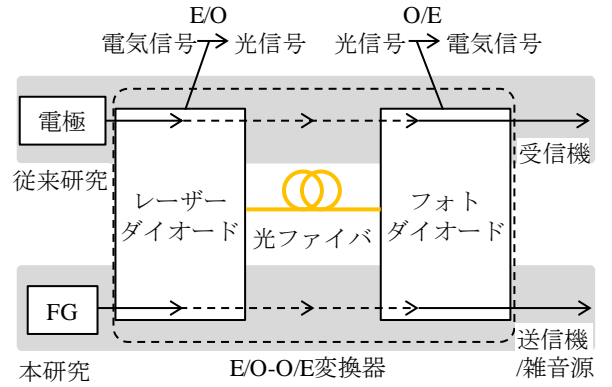


図 8. E/O-O/E 変換器の簡略図

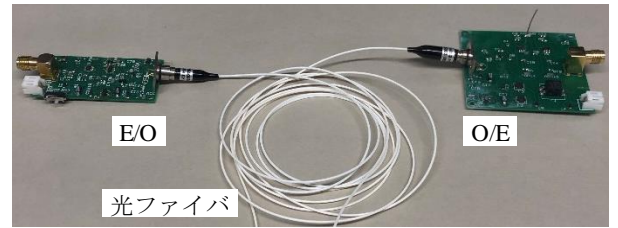


図 9. 光電気変換器の写真

(2) 実験系

二層受信電極の優位性の確認には $V_{\text{Signal}}^P/V_{\text{Signal}}^N$ と $V_{\text{Noise}}^P/V_{\text{Noise}}^N$ を測定, つまりポジティブ電極とネガティブ電極によって受信される信号及び雑音の大きさをそれぞれ測定できればよい. また差動検出するためそれらの位相を測定する必要がある.

図 10 に受信電極にかかる携帯送信機からの信号を測定するための実験系, 図 11 にその実験系の写真を示す. 携帯送信機を胸に装着した人が受信電極の上に立っている [13].

FG から出力された正弦波が E/O-O/E 変換器及び受信電極に伝わる. ポジティブ電極及びネガティブ電極にかかる電圧波形をオシロスコープによって測定する. また FG からのトリガー信号をオシロスコープに入力し, 電圧振幅と位相をオシロスコープのアベレージ機能を使用することで正確に測定することができる.

図 12 に受信電極にかかる雑音を測定するための実験系, 図 13 にその実験系の写真を示す.

図 14 に受信電極の構造を示す. 受信電極はアクリル板, 3 つの発泡スチロール, 二枚の銅板によって構成される. ポジティブ電極とネガティブ電極の大きさは $365 \text{ mm} \times 356 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ である. ネガティブ電極とフロアグラウンド間の距離は d である. E/O-O/E 変換器を使用した雑

音源は、ノイズ電極により正弦波を出力する．ノイズ電極は受信電極の下に配置され、図 15 に示すように O/E に接続されている．

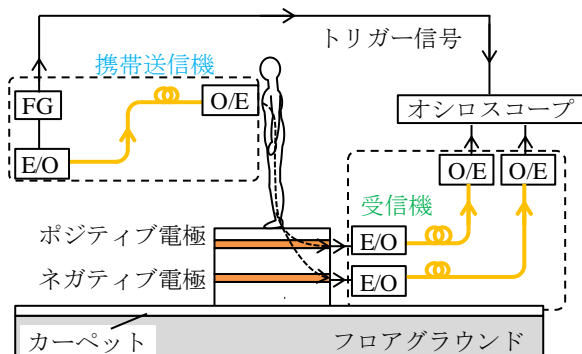


図 10. 信号測定系

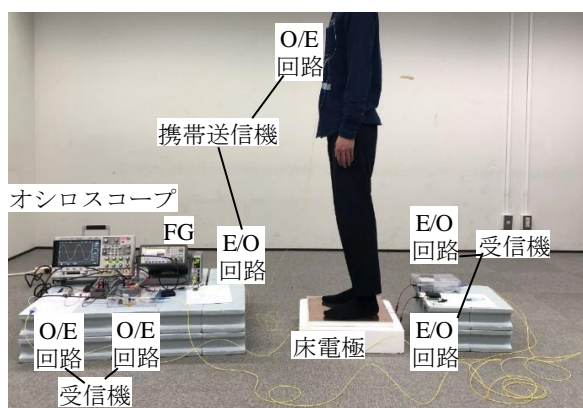


図 11. 信号測定系の写真

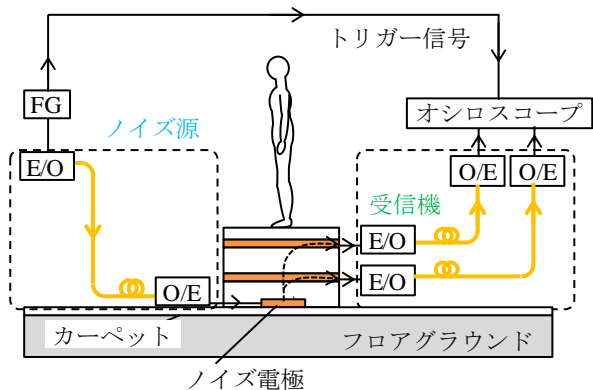


図 12. 雑音測定系

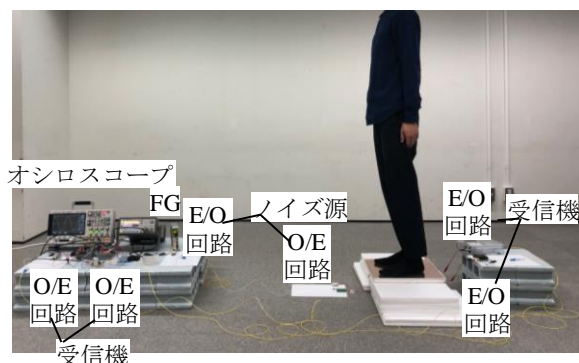


図 13. 雑音測定系の写真

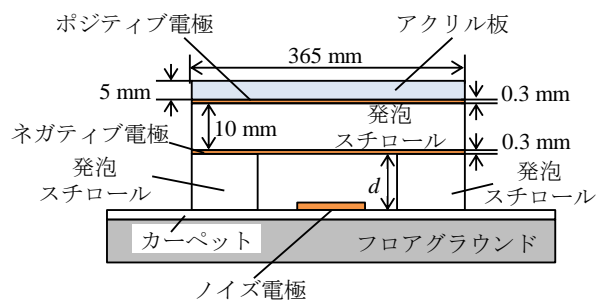


図 14. 受信電極構造及びノイズ電極位置

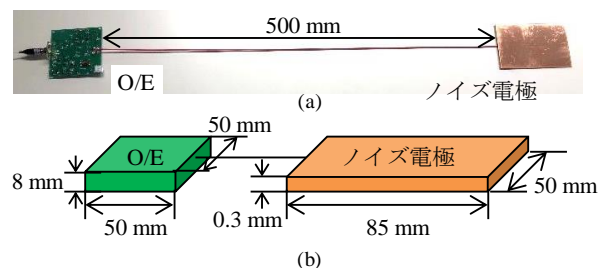


図 15. (a)雑音源の写真 (b)雑音源図

(3) 回路シミュレーションモデル

図 2 に示した人体通信等価回路より、回路シミュレーションによって $V_{\text{Signal}}^P / V_{\text{Signal}}^N$ と $V_{\text{Noise}}^P / V_{\text{Noise}}^N$ を計算した．信号源及び雑音源の内部インピーダンスは O/E の内部インピーダンスと一致し、 50Ω である．また容量値は先行研究[14]をもとに算出した．信号測定系の容量値を表 1、雑音測定系の容量値を表 2 に示す．

4. 実験結果及びシミュレーション結果

図 16 に 6 MHz における測定電圧波形を示す．このとき $d = 20 \text{ mm}$ であり、O/E の出力電圧は $2.5 \text{ V}_{\text{p-p}}$ であった．またアベレージ点数は 65536 とした．評価する値は $V_{\text{Signal}}^P / V_{\text{Signal}}^N$ 、 $V_{\text{Noise}}^P / V_{\text{Noise}}^N$ 、 V_{Signal}^P と V_{Signal}^N の位相差、 V_{Noise}^P と V_{Noise}^N の位相差である．

表 1. 信号系の容量値表

Capacitance[pF]	$d = 20 \text{ mm}$	$d = 50 \text{ mm}$	$d = 100 \text{ mm}$
C_{WPB}	54	54	54
C_{WPWN}	2.9	2.9	2.9
C_{WFPF}	0.032	0.032	0.032
C_{WPFN}	0.032	0.032	0.032
C_{WPG}	0.031	0.03	0.03
C_{WNB}	2.5	2.5	2.5
C_{FPB}	99	99	99
C_{FNB}	8.3	8.3	8.3
C_{BG}	2.8	1.7	0.99
C_{WNFP}	0.032	0.032	0.032
C_{WNFN}	0.032	0.032	0.032
C_{WNG}	0.031	0.03	0.029
C_{FPFN}	121	121	121
C_{FPG}	27	16	9.7
C_{FNG}	40	20	11

表 2. 雑音測定系の容量値表

Capacitance[pF]	$d = 20 \text{ mm}$	$d = 50 \text{ mm}$	$d = 100 \text{ mm}$
C_{WPB}	0.29	0.24	0.18
C_{WPWN}	0.022	0.022	0.022
C_{WPPF}	1.3	0.65	0.35
C_{WPFN}	3.9	1.6	0.78
C_{WPG}	7.8	7.8	7.8
C_{WNB}	0.014	0.014	0.013
C_{FPB}	99	99	99
C_{FNB}	8.3	8.3	8.3
C_{BG}	2.8	1.7	0.99
C_{WNFP}	0.022	0.022	0.022
C_{WNFN}	0.022	0.022	0.022
C_{WNG}	4.4	4.4	4.4
C_{FPFN}	121	121	121
C_{FPG}	30	17	10
C_{FNG}	40	20	11

電圧比の周波数特性は 1 MHz から 10 MHz の間で一定であった。また位相差もその周波数範囲において 0 であった。よって以下より 6 MHz における実験結果及びシミュレーション結果を議論する。

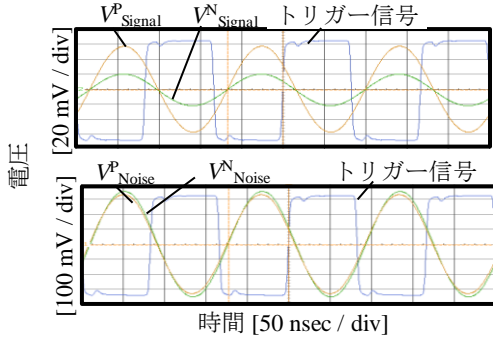


図 16. 測定電圧波形

図 17 に d を変化させたときの $V^P_{\text{Signal}}/V^N_{\text{Signal}}$ の結果を示す。四角マーク (□) は実験結果を表す。 d が大きくなると $V^P_{\text{Signal}}/V^N_{\text{Signal}}$ は単調減少する。 $V^P_{\text{Signal}}/V^N_{\text{Signal}}$ は 1 より大きいので、 V^P_{Signal} は V^N_{Signal} よりも大きいことがわかる。またシミュレーション結果の特性も実験結果と一致した。

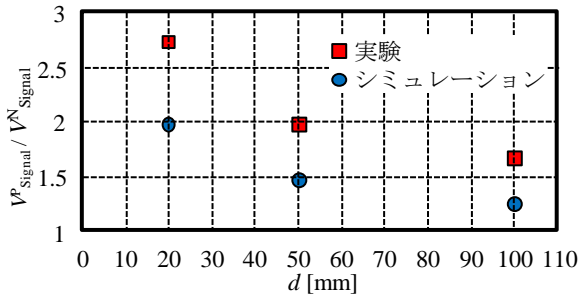


図 17. d を変化させたときの $V^P_{\text{Signal}}/V^N_{\text{Signal}}$

図 18 に d を変化させたときの $V^P_{\text{Noise}}/V^N_{\text{Noise}}$ の結果を

示す。四角マーク (□) は実験結果を表す。 d が大きくなると $V^P_{\text{Noise}}/V^N_{\text{Noise}}$ は単調増加する。 $V^P_{\text{Noise}}/V^N_{\text{Noise}}$ は 1 より小さいので、 V^P_{Noise} は V^N_{Noise} よりも小さいことがわかる。またシミュレーション結果の特性も実験結果と一致した。

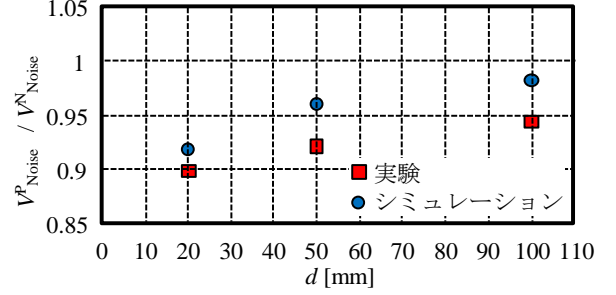


図 18. d を変化させたときの $V^P_{\text{Noise}}/V^N_{\text{Noise}}$

SN 比を下記式の通り定義する。

$$SNR = \frac{|V^P_{\text{Signal}} - \frac{\beta}{\alpha} V^N_{\text{Signal}}|}{|V^P_{\text{Noise}} - \frac{\beta}{\alpha} V^N_{\text{Noise}}|} \quad (6)$$

ここでこの式は差動検出により除去できない回路雑音は考慮していない。 α と β は図 7 に示した通りポジティブ電極及びネガティブ電極に接続した可変ゲインアンプのゲインである。

また V^D_{Signal} 及び V^D_{Noise} を下記式の通り定義する。

$$V^D_{\text{Signal}} = |V^P_{\text{Signal}} - \frac{\beta}{\alpha} V^N_{\text{Signal}}| \quad (7)$$

$$V^D_{\text{Noise}} = |V^P_{\text{Noise}} - \frac{\beta}{\alpha} V^N_{\text{Noise}}| \quad (8)$$

図 19 に β/α を変化させたときの $d = 20$ の実験結果に基づく V^D_{Signal} 及び V^D_{Noise} の計算結果を示す。最大の SN 比が β/α が約 0.9 のとき得られることがわかった。よって可変ゲインアンプを用いれば SN 比が最適化することがわかった。

以上の結果より二層受信電極構造の優位性は確認された。

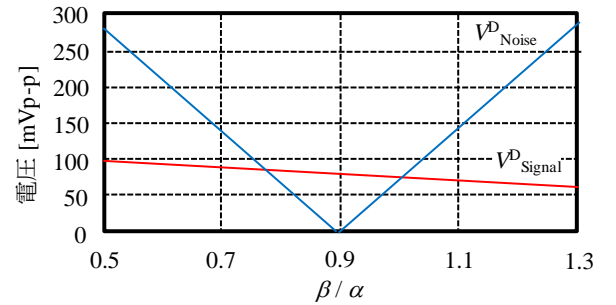


図 19. 実測に基づいたシミュレーションモデル

5. 結論

本研究では、人体通信における二層受信電極構造を用いた雑音除去技術の効果を定量的に解析した。二層受信電極構造は SN 比を最適化するための雑音除去技術として効果があることが確認できた。また E/O-O/E 変換器を用いた実験系及び等価回路シミュレーションモデルを用いた解析は、二層受信電極最適化設計において有効な技術であることが確認できた。

本研究により環境に合わせた二層受信電極構造を最適化するための技術が確立された。よって人体通信のアプリケーションが環境を選ばず多様な形で実現できるようになるであろう。

参考文献

- 1) T. G. Zimmerman, "Personal area networks: Near-field intrabody communication," IBM System J., Vol. 35, Nos. 3/4, pp. 609-617, 1996.
- 2) M. Shinagawa, M. Fukumoto, K. Ochiai, H. Kyuragi, "A near-field sensing transceiver for intra-body communication based on the electro-optic effect," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 53, No. 6, pp. 1533-1538, 2004.
- 3) Y. Kado and M. Shinagawa, "AC Electric Field Communication for Human-Area Networking," IEICE Trans, Electron, E93-C, pp. 234-243, 2011.
- 4) Y. Kado, T. Yanagawa, K. Nagata, T. Kobase, T. Kusunoki, R. Nagai, H. Ozaki, H. Shimasaki, and M. Shinagawa, "Transmission Characteristics Between Wearable and Embedded Transceivers Based on Near-Field Coupling," European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2012.
- 5) M. Shinagawa, J. Katsuyama, K. Matsumoto, S. Hasegawa, T. Yanase, R. Sugiyama, and Y. Kado, "Noise analysis for near-field intra-body communication systems," Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013.
- 6) N. Haga, K. Motojima, M. Shinagawa, and Y. Kado, "Equivalent Circuit Expression of Environmental Noise Electric Fields in Intrabody Communication Channels," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 58, No. 1, 2016.
- 7) A. Sasaki, T. Ishihara, N. Shibata, H. Morimura, and M. Shinagawa, "SNR Analysis of a Noisy-Channel Model for a Capacitively Coupled Personal-Area Network," IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, 2011.
- 8) Y. Hayashida, M. Hasegawa, A. Suzuki, M. Shinagawa, Y. Kado, and N. Haga, "Radiated noise analysis via human body for intra-body communication," Measurement, Elsevier Meas. 89, pp. 159-165, 2016.
- 9) Y. Toyoshima, Y. Matsui, R. Kato, K. Nezu, M. Shinagawa, D. Saito, K. Seo, and K. Oohashi, "Noise Reduction Method for Intra-Body Communication by Using Compensation Electrode," Region 10 Conference TENCON 2018, pp. 1733-1736, 2018.
- 10) K. Matsumoto, J. Katsuyama, R. Sugiyama, Y. Takizawa, S. Ishii, M. Shinagawa, and Y. Kado, "Signal Measurement System for IntraBody Communication Using Optical Isolation Method," OPTICAL REVIEW, Vol. 21/ No. 5, pp. 614-620, 2014.
- 11) D. Ayuzawa, Y. Takizawa, S. Sugo, K. Matsumoto, and M. Shinagawa, "Measurement System for Wearable Devices of Intrabody Communication Using Electro-Optic Technique," 2015 IEEE 4th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), 2015.
- 12) N. Sekine, Y. Sato, M. Shinagawa, Daisuke Saito, and K. Oohashi, "Signal-propagation analysis for two-person intrabody communication services," Region 10 Conference TENCON 2017, pp. 951-956, 2017.
- 13) K. Nezu, R. Ashizawa, M. Shinagawa, D. Saito, K. Seo, and K. Oohashi, "Analysis of Transient Signal Due to Person Movement in Gate System Using Intra-Body Communication," International Conference on Sensing Technology (ICST), pp. 363-366, 2018.
- 14) R. Sugiyama, Y. Hayashida, J. Katsuyama, K. Matsumoto, I. Ido, M. Shinagawa, and Y. Kado, "Signal Analysis of Wearable Transmitter for Intra-body Communication," International Conference on Body Area Networks, pp. 449-452, 2013.